



FILTRE PASSE-BANDE TRES SELECTIF AUX PERTES COMPENSEES PAR DES RESISTANCES NEGATIVES

Sébastien Dardillac, Jérôme Tissier, Laurent Billonnet, Bernard Jarry,
Christine Zanchi

► To cite this version:

Sébastien Dardillac, Jérôme Tissier, Laurent Billonnet, Bernard Jarry, Christine Zanchi. FILTRE PASSE-BANDE TRES SELECTIF AUX PERTES COMPENSEES PAR DES RESISTANCES NEGATIVES. 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM2003), May 2003, Lille, France. hal-01130321

HAL Id: hal-01130321

<https://hal.science/hal-01130321>

Submitted on 11 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

FILTRE PASSE-BANDE TRES SELECTIF AUX PERTES COMPENSEES PAR DES RESISTANCES NEGATIVES

S. DARDILLAC*, J. TISSIER*, L. BILLONNET*, B. JARRY*, C. ZANCHI**

(*) IRCOM-UMR CNRS n° 6615- 87060 LIMOGES Cedex, France- gary@ircom.unilim.fr

(**) CNES 18 av. E Belin 31000 TOULOUSE Cedex, France

I. Introduction

A l'heure actuelle, la plupart des fonctions micro-ondes utilisées dans les systèmes de communication (amplificateurs faible bruit, oscillateurs, mélangeurs, etc ...) sont développés en technologie monolithique [1][2]. Seuls les filtres utilisés à l'entrée des chaînes de réception sont des filtres volumiques (cavités, guides d'onde, résonateurs diélectriques) car ils doivent présenter un facteur de qualité Q_0 élevé pour conduire à une forte sélectivité et à des pertes d'insertion les plus faibles possibles [3][4]. Leur inconvénient majeur est qu'ils sont très encombrants vis-à-vis des autres fonctions hyperfréquences (LNA, mélangeurs,...). De plus, l'utilisation de tels filtres entraîne obligatoirement des pertes dans la bande passante. L'idée ici est de réaliser un filtre très sélectif en technologie planaire intégrée en compensant les pertes d'un filtre passif conventionnel en éléments localisés par des circuits simulant une résistance négative.

Nous présentons tout d'abord les circuits simulant une résistance négative. Puis dans une deuxième partie, nous présentons le filtre passif réalisé et son association avec les résistances négatives dans le but de compenser ses pertes.

II. Circuits simulant une résistance négative

II-1. Réalisation du circuit

Les circuits réalisant la fonction de résistance négative peuvent être classés en deux grandes catégories. La première catégorie utilise la rétroaction série ou parallèle d'un transistor unique. Ce type de circuit peut être utilisé lors de la conception d'oscillateurs. Il est alors nécessaire que la résistance négative soit de forte valeur sur une faible bande de fréquence. Ces circuits peuvent aussi être utilisés pour compenser les pertes des filtres planaires. La résistance négative doit alors avoir une faible valeur sur une plus large bande de fréquence. La deuxième catégorie de circuits simulant une résistance négative est basée sur le principe des convertisseurs d'impédance négative qui sont des éléments fondamentaux dans le domaine du filtrage actif pour réaliser, par exemple, des résistances et des capacités négatives.

Pour réaliser ces circuits le plus simplement possible, nous utilisons ici la rétroaction d'un transistor unique. Il a été montré [5] que la rétroaction série d'un transistor monté en configuration source commune est la structure la plus appropriée pour une réalisation monolithique. La figure 1 présente la topologie de notre circuit. La valeur négative de l'impédance d'entrée est principalement due à la contre-réaction série placée sur la source du transistor. Compte tenu du faible encombrement de ce circuit, et compte tenu des valeurs nécessaires pour compenser les pertes du filtre passif présenté plus loin, nous avons associé deux circuits sur une même puce de dimension $1 \times 1.5 \text{ mm}^2$ (figure 2).

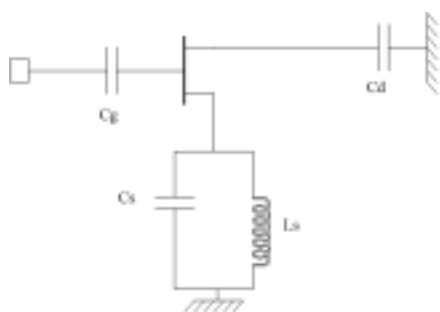


Figure 1 : Circuit simulant une résistance négative

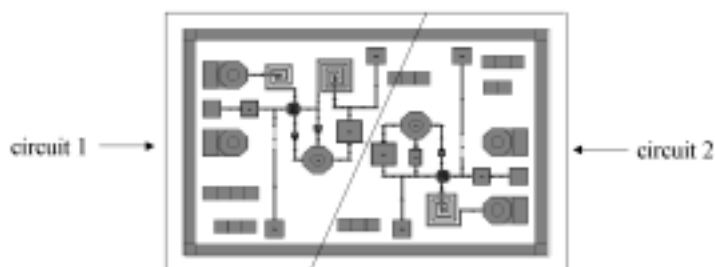


Figure 2 : Masque des circuits

Ces deux circuits, de même topologie, diffèrent par la valeur de leur composants passifs. Le circuit 1 est optimisé dans le but d'obtenir une résistance négative de -8Ω à 14 GHz pour un couple de tensions de polarisation $V_{gs} = -0.1 \text{ V}$ et $V_{ds} = 3 \text{ V}$, alors que le circuit 2 est optimisé pour avoir -18Ω à 14 GHz pour $V_{gs} = -0.2 \text{ V}$ et $V_{ds} = 3 \text{ V}$.

II-2. Résultats des mesures

Nous présentons sur les figures 3 et 4 une comparaison entre la mesure et la simulation de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du circuit 1.

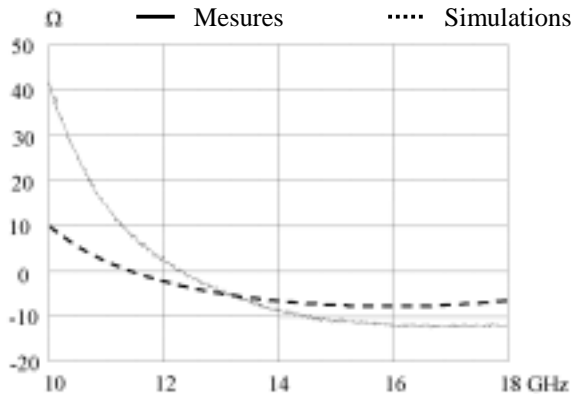


Figure 3 : simulation et mesure de la partie réelle

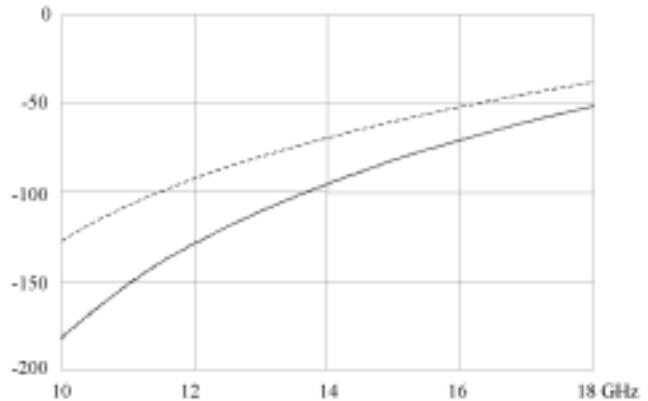


Figure 4 : simulation et mesure de la partie imaginaire

Nous pouvons observer qu'il y a un bon accord entre les courbes en ce qui concerne la partie réelle alors qu'il existe un écart important pour la partie imaginaire. De plus, pour avoir cet accord, nous avons dû modifier les tensions de polarisation des simulations. Tous ces écarts sont dus à une dérive du procédé monolithique ED02AH [6] à la fonderie. Les mêmes observations sur la partie réelle et la partie imaginaire peuvent être faites en ce qui concerne le circuit 2.

III. Filtre elliptique passe bande

III-1. Filtre passif

Les objectifs que nous nous sommes fixés imposent principalement une bande passante étroite et une forte réjection pour les fréquences proches de cette bande passante. C'est sur ces considérations que nous avons choisi de réaliser un filtre elliptique passe-bande composé d'un filtre elliptique passe-haut et d'un filtre elliptique passe-bas en cascade (figure 5). Lors de l'optimisation de ce circuit, certaines valeurs de capacités ont convergé vers des valeurs trop faibles pour être réalisées par une capacité du procédé monolithique ED02AH de OMMIC. C'est pourquoi nous les avons réalisées soit par deux capacités en série comme pour C2 et C6, soit par des lignes couplées comme pour C5 et C7 (figure 6).

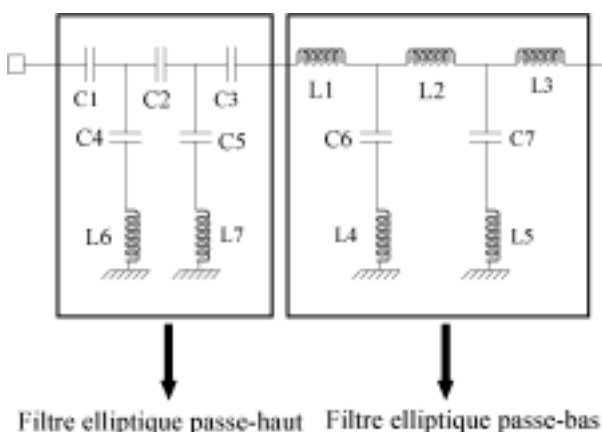


Figure 5 : topologie du filtre elliptique passe-bande

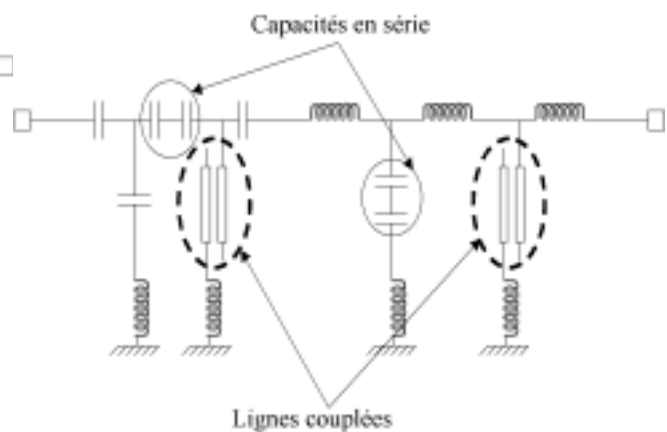


Figure 6 : topologie du filtre elliptique passe-bande optimisé

Ce filtre a ensuite été implémenté sur une puce de dimension $2 \times 1.5 \text{ mm}^2$ (figure 7) puis mesuré à l'IRCOM.

Comme nous pouvons le voir, les quatre résonateurs du filtre passif ne sont pas reliés à la masse nous permettant ainsi de pouvoir insérer les circuits simulant une résistance négative afin de compenser les pertes. La mesure du coefficient de transmission de ce filtre présentée sur la figure 8 montre que nos objectifs ne sont pas atteints, puisque nous avons environ 5 dB de pertes, que les zéros de transmission se trouvent au delà de 20 GHz, et que la bande passante est d'environ 4 GHz. Ces problèmes vont être résolus grâce à l'utilisation des circuits simulant une résistance négative.

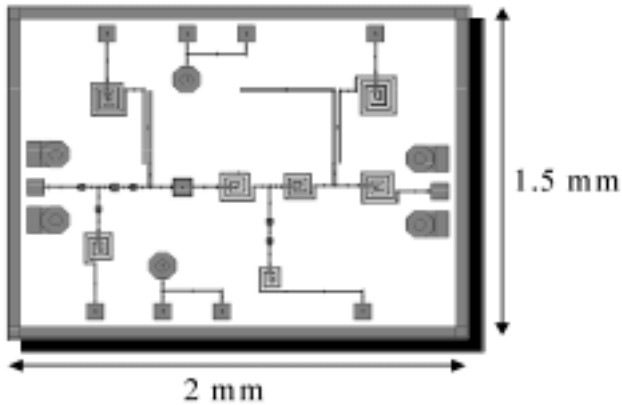


Figure 7 : filtre elliptique passe-bande

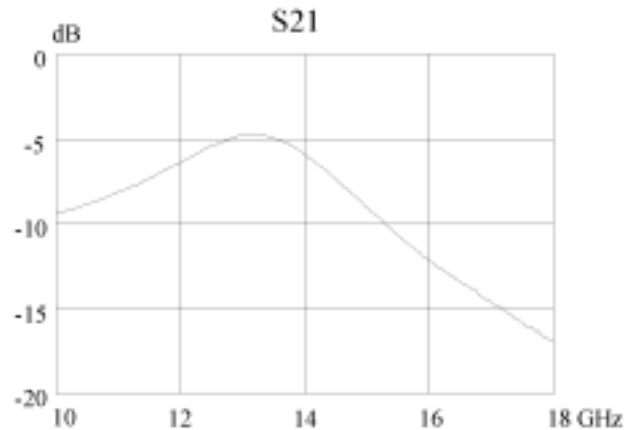


Figure 8 : mesure du filtre elliptique passe-bande

III-1. Filtre aux pertes compensées

Nous avons donc relié par des fils de connexion une résistance négative en série avec chaque résonateur (figure 9). Le choix de la résistance négative (circuit 1 ou 2) s'est fait lors de la simulation en fonction du niveau de pertes à compenser pour chaque résonateur. Compte tenu de la dérive technologique possible, ce n'est que lors des mesures que nous pourrions ajuster la réponse du filtre actif grâce au réglage de la longueur des fils de connexion et des tensions de polarisation des transistors.

La façon de compenser les pertes, en extrémité de résonateur, entraîne en général une forte compression des circuits simulant une résistance négative et donc du filtre dans sa globalité. Pour ces mêmes raisons, le facteur de bruit est en général assez élevé avec ce type de compensation [7][8]. Le coefficient de transmission du filtre ainsi obtenu est présenté sur la figure 10.

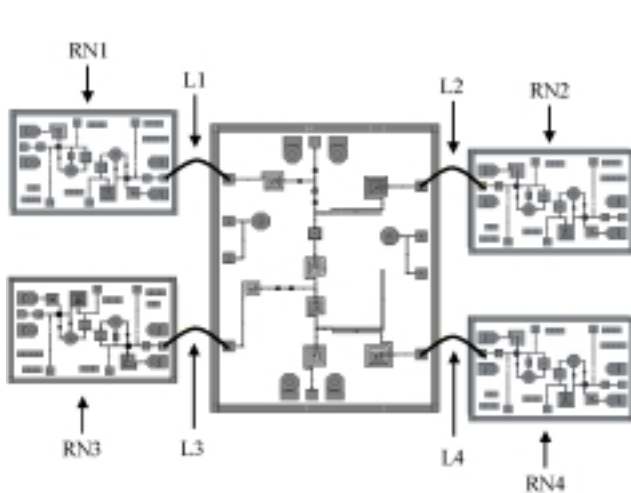


Figure 9 : Circuit du filtre aux pertes compensées

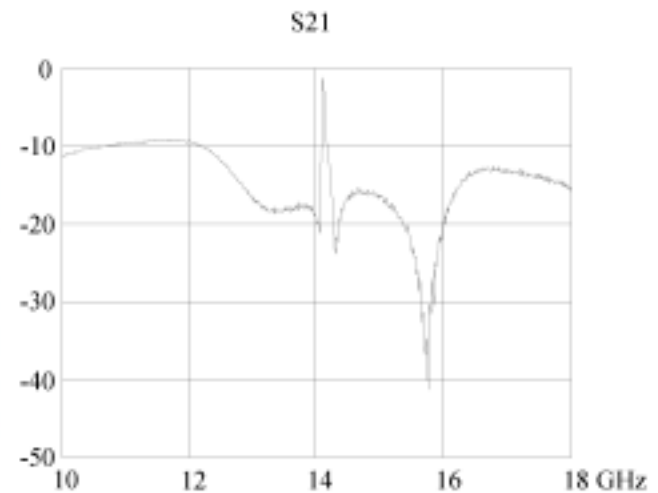


Figure 10 : Réponse du filtre aux pertes compensées

Ce circuit est constitué du filtre passif, de quatre circuits simulant une résistance négative (RN1, RN2, RN3 et RN4) et de quatre fils de connexion (L1, L2, L3 et L4). Le circuit 1 est utilisé pour RN1 alors que le circuit 2 est utilisé pour RN2, RN3 et RN4.

Les longueurs des fils de connexion L1, L2, L3 et L4 sont respectivement 700 μm , 1100 μm , 580 μm et 450 μm . Les tensions de polarisation ont été ajustées dans le but d'obtenir un coefficient de transmission le plus proche possible de 0 dB à la fréquence centrale tout en ayant une forte réjection proche de la bande passante. Les mesures ont été faites dans le but d'obtenir des coefficients de transmission ayant un minimum de pertes dans la bande passante, et des coefficients de réflexion inférieurs à 0 dB pour éviter des risques d'oscillation. Les zéros de transmission se trouvent alors à 13.34 GHz, 14.04 GHz, 14.31 GHz et 15.76 GHz. La fréquence centrale du filtre est ici 14.11 GHz avec 1.18 dB de pertes, et la bande passante est de 26.7 MHz. La réjection est supérieure à 20 dB pour les fréquences des zéros de transmission les plus proches de la fréquence centrale. Le point de compression à 1dB de ce filtre a aussi été mesuré. Il est de -17 dBm. Cette faible valeur est due à la topologie des circuits simulant une résistance négative. Le facteur de bruit du filtre aux pertes compensées n'a pas été mesuré. Du fait de l'utilisation de quatre transistors pour compenser les pertes du filtre passif, nous pouvons supposer que ce facteur de bruit n'est pas minimal. La puissance consommée de ce circuit est de 30.7 mW.

IV. Conclusion

Nous avons présenté une méthode pour réaliser un filtre très sélectif à 14.11 GHz en technologie planaire avec une approche compensatoire simple. En fait, grâce à l'utilisation de circuits simples simulant une résistance négative, nous avons montré comment compenser les pertes d'un filtre passif elliptique passe-bande. Le résultat final est un filtre de 26.7 MHz de bande passante avec une faible puissance consommée d'environ 30 mW.

Références

- [1] T. Mckay, "LNA quiets mobile satcom receivers," *Microwave & RF*, august 1998, pp 176-
- [2] A. Megej, K. Beilenhoff, H. L. Hartnagel, "Conditions for broadband MMIC voltage-controlled oscillators based on theory and experiments," 2001 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1419-
- [3] A. E. ATIA, A. E. WILLIAMS, R. W. NEWCOMB, " Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis ", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-21, n°5, September 1974, pp 649-655
- [4] COHN, " Microwave bandpass filter containing high Q dielectric resonators ", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-32, July 1984, pp 695-704
- [5] P. MEUNIER, " Filtres actifs planaires en bande L sur substrat à forte permittivité ", Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Janvier 1994
- [6] Procédé Monolithique ED02AH-OMMIC 22 avenue Descartes B.P. 15 -94453 LIMEIL-BREVANNES Cedex – France
- [7] F. BIRON et al., " Conception d'inductances actives microondes à base de topologies de résistances négatives basses fréquences pour les applications au filtrage microonde sélectif ", 11^{èmes} Journées Nationales Microondes, 4-5-6 mai 1999
- [8] F. BIRON et al., " Différentes méthodes de synthèse de résistances négatives en technologie MMIC- Applications au filtrage ", 12^{èmes} Journées Nationales Microondes, 16-17-18 mai 2001